



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO
TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

PYRY LAMPINEN 2DOF PID -SÄÄDINTEN MODUULIKOKOELMA

Kandidaatintyö

Tarkastaja: DI Veli-Pekka Pyrhönen
Tarkastaja ja aihe hyväksytty

TIIVISTELMÄ

PYRY LAMPINEN: 2DOF PID -säädinten moduulikokoelma

Tampereen teknillinen yliopisto

Kandidaatintyö, 31 sivua, 0 liitesivua

Maaliskuu 2018

Automaatiotekniikan koulutusohjelma

Pääaine: Systeemitekniikka

Tarkastajat: DI Veli-Pekka Pyrhönen

Avainsanat: 2DOF PID, two degrees of freedom

Tämän kandidaatintyön tarkoituksena on tutustua 2DOF-rakenteella toteutettuihin PID-säätimiin eli säätimiin, jotka käsittelevät asetuservoa ja mittauksia eri tavalla tai muuten toteuttavat suunnitteluun kaksi vapausastetta. Lisäksi työssä esitellään MATLABin Simulink-ympäristössä toteutettu 2DOF PID -säädinten moduulikokoelma, joka koostuu seitsemästä erilailla toteutetusta säätimestä.

Tässä työssä käsitellään 2DOF PID -säädinten toimintaa ja erilaisia rakenteita. Käsiteltyjä mallirakenteita ovat Feedback, Feedforward, Component-separate, Set-point filter, Filter and preceeded-derivative, 2-input-filter sekä Disturbance filter 2DOF PID -rakenteet.

Yhteenvetona voidaan todeta säätöpiirin suorituskyvyn parantuvan merkittävästi käytettäessä 2DOF-rakennetta. 2DOF PID -säätimellä saadaan sekä hyvä asetuservo että häiriövaste. Yhteenveto kandidaatintyön tuloksista on luvussa 7.

ALKUSANAT

Kandidaatintyön kirjoitin vaihdossa Espanjassa, Valenciassa. Vimeistelyn tein kuitenkin vasta helmikuussa työn tulosten esittelyn jälkeen tästä saamani palautteen perusteella. Erityisesti haluan kiittää työni ohjaajaa Veli-Pekka Pyrhöstä. Sain paljon kehittäväää palautetta työtä tehdessä ja usein sähköposteihini sain vastauksen Outlookin mukaan, aikaerosta johtuen, jopa ennen kysymystäni - siis alle tunnissa. Tämä teki työn kirjoittamisesta ulkomailla erittäin luontevaa.

Työtä kirjoittaessa saamastani tuesta haluan myös kiittää perhettä ja tuttaviamme, UPV:n keskusaukion kahvilan henkilöstöä, sekä hyviä ystäviäni Espanjassa: Sebastiania, Leoa ja Andreaa.

Tampereella, 11.3.2018

Pyry Lampinen

SISÄLLYS

1	Johdanto	1
2	PID-säätimen rakenne ja toimintaperiaate	2
2.1	P-osa	3
2.2	I-osa	4
2.3	D-osa	5
2.4	P- I- ja D-osat yhdessä	6
3	2DOF PID -säädin	7
3.1	2DOF PID -säätimen toteutus	7
3.2	Asetusarvopainotetun 2DOF PID -säätimen erilaiset mallirakenteet	8
3.3	2DOF PID -säädin asetusarvo- ja mittaussuotimella	10
3.4	2DOF PID -säädin häiriösuotimella	12
4	2DOF PID -säätimen viritys	14
4.1	Säätöpiirin gang of 6 -funktiot	14
4.2	Säätimen kaksivaiheinen viritys	16
4.3	Tulosten esittely ja vertailu	17
5	Markkinoilla olevat 2DOF PID -säätimet	19
5.1	ABB PID01	19
5.2	Muita kaupallisia säätimiä	20
6	Moduulikokoelma	21
6.1	Feedforward 2DOF PID	22
6.2	Feedback 2DOF PID	23
6.3	Component-separate 2DOF PID	24
6.4	Filter and preceede-derivate 2DOF PID	25
6.5	Set-point filter 2DOF PID	26
6.6	2 input filter PID	28
6.7	Disturbance filter 2DOF PID	29
7	Yhteenveto	30

Lähteet	31
-------------------	----

KUVALUETTELO

2.1	PID-säädin	2
2.2	P-säädin	3
3.1	Feedforward 2DOF PID	8
3.2	Feedback 2DOF PID	9
3.3	Set-point filter 2DOF PID	9
3.4	Filter and preceeded-derivative 2DOF PID	9
3.5	Component separate 2DOF PID	9
3.6	PID-säädin kahdella sisääntulon suotimella	10
3.7	PID-säädin häiriön myötäkytkennällä	12
4.1	Takaisinkytketty järjestelmä 2 vapausasteella	14
4.2	Askelvastekoe asetusarvosta prosessille (4.2) optimiparametreilla . . .	17
4.3	Askelvastekoe kuormitushäiriöstä prosessille (4.2) optimiparametreilla	17
4.4	Järjestelmän vahvistus sisääntuloista ohjaukseen	18
4.5	Järjestelmän vahvistus sisääntuloista ulostuloon	18
6.1	Alkeislohkokaavio: derivointilohko	22
6.2	Alkeislohkokaavio: feedforward 2DOF PID	22
6.3	Alkeislohkokaavio: feedback 2DOF PID	23
6.4	Alkeislohkokaavio: component-separate 2DOF PID	24
6.5	Alkeislohkokaavio: filter and preceeded-derivative 2DOF PID	26
6.6	Alkeislohkokaavio: set-point filter 2DOF PID	27

6.7	Alkeislohkokaavio: 2 input filter 2DOF PID	28
6.8	Alkeislohkokaavio: disturbance filter 2DOF PID	29

TAULUKKOLUETTELO

4.1	Gang of six	15
4.2	Optimiparametrit	17
5.1	Kaupallisia säätimiä 2DOF-rakenteella	20
6.1	Moduulien parametrit	21
6.2	Tilamallissa käytetyt parametrit	26
7.1	Toteutettu moduulikokoelma	30

LYHENTEET JA MERKINNÄT

Lyhenteet

CHR	Chien-Hrones-Reswick PID-säätimen viritysmenetelmä
DCS	Distributed Control System
D-osa	Derivointiosa
I-osa	Integraalisäädin
MATLAB	Matrix Laboratory; The MathWorksin laskentaohjelmisto
PD	Proportional-Derivative
PI	Proportional-Integral
PID	Proportional-Integral-Derivative
PLC	Programmable Logic Controller
P-osa	Proportionaalisäädin
PID _{2IF}	PID-säädin 2:lla sisääntulon suotimella
Simulink	MATLABin simulointiympäristö
TISO	Two-Input-Single-Output; järjestelmä, jossa on 2 sisääntuloa ja 1 ulostulo
1DOF	1-Degrees-Of-Freedom; 1 vapausasteen järjestelmä
2DOF	2-Degrees-Of-Freedom; 2 vapausasteen järjestelmä

Merkinnät

α	P-osan asetusarvopaino
a	Askelfunktion suuruus
β	D-osan asetusarvopaino
$C(s)$	Säätimen siirtofunktio
$C_b(s)$	Feedback-säätimen feedback-haaran siirtofunktio
$C_r(s)$	PID _{2IF} -säätimen asetusarvosäädin
$C_y(s)$	PID _{2IF} -säätimen mittaussäädin
$C'(s)$	Feedback-säätimen erosuurehaaran siirtofunktio
d	Häiriö
$D(s)$	Derivoivan suotimen siirtofunktio
e	Erosuure (eng. error)
$F(s)$	Set-point filter -säätimen suotimen siirtofunktio
$F'(s)$	Filter and preceded-derivative -säätimen suotimen siirtofunktio
$F_d(s)$	Häiriösuodin
$F_r(s)$	PID _{2IF} -säätimen asetusarvosuodin
$F_y(s)$	PID _{2IF} -säätimen mittaussuodin
$G_{ed}(s)$	Siirtofunktio häiriöstä erosuureeseen

$G_{er}(s)$	Siirtofunktio asetusarvosta erosuureeseen
$G_{yd}(s)$	Siirtofunktio häiriöstä järjestelmän ulostulon mittaukseen
$G_{yr}(s)$	Siirtofunktio asetusarvosta järjestelmän ulostulon mittaukseen
$H(s)$	Yksikköaskelfunktion laplace-muunnos
K	Prosessin DC-vahvistus
k	Suotimen vahvistus
K_d	Derivointihaaran vahvistus
K_i	Integrointihaaran vahvistus
K_p	P-osan vahvistus
$K_{1,2,3}$	Esimerkkijärjestelmän vahvistus
$L_{1,2,3}$	Esimerkkijärjestelmän viive
$\lambda(s)$	Taajuuspainotus virhen integraalissa
N	Suotimen aikavakion laskussa käytetty suhdeluku
n	Mittauskohina
ω	Kulmataajuus
p	Optimointiparametri
$P(s)$	Prosessin siirtofunktio
$P_{1,2,3}(s)$	Osaproessin siirtofunktio
r	Asetusarvo (eng. reference)
s	Laplace-muunnoksen argumentti
T_d	Derivointiaika
T_f	Suotimen aikavakio
T_i	Integrointiaika
$T_{1,2,3}$	Esimerkkijärjestelmän aikavakio
u_b	P-säätimen vakio-ohjaus
$u_d(t)$	Häiriöstä johtuva ohjaus
$u(t)$	Säätimen ohjaus
v	Ohjaussignaalin ja häiriön summa
x	Järjestelmän todellinen ulostulo
y_m	Mitattu järjestelmän ulostulo
$Y(s)$	Prosessin ulostulon laplace-muunnos
$y(t)$	Prosessin ulostulo

1 JOHDANTO

Teollisuuden prosessien takaisinkytketty säätö on hyvin yleisesti toteutettu PID-säätimellä, (eng. proportional-integral-derivative) ja on arvioitu, että prosessiteollisuudessa yli 95% säätöpiireistä on toteutettu PID-tyypin säädintä hyödyntäen. PID-säädin mahdollistaa integroivan säädön avulla tarkan säädön ja derivointiosan avulla voidaan myös ennakoida tulevia arvoja. [7]

Viime aikoina säätöpiirien vaatimukset ovat kuitenkin kasvaneet, ja vaatimukset hyvälle vasteelle sekä asetusarvon että häiriöiden osalta on johtanut siihen, että pelkän erosuureen sijaan asetusarvoa ja mittausta käsitellään erikseen. [3, s. 410] Näin voidaan säädintä suunniteltaessa käyttää hyväksi asetusarvon ja häiriön eri kulkureittejä ohjaukseen [4, s. 995]. Tästä syntyy nimitys *2-degrees-of-freedom*, lyhennettynä 2DOF.

Tämän työn tarkoituksena on perehdyttää lukija 2DOF PID -säätimen rakenteisiin, virittämiseen sekä eroihin kahden vapausasteen säätimen ja tavanomaisen PID-säätimen välillä. Säätimen virittämisestä on annettu esimerkki, josta voidaan nähdä säätöpiirin vasteen parantuvan merkittävästi perinteiseen säätimeen verrattuna käytettäessä 2DOF-rakennetta. Työssä esitellään myös 7 moduulin kokoelma erilaisista 2DOF PID -säätimistä toteutettuna MATLABin Simulink-ympäristöön. Nämä moduulit ovat esiteltynä työssä ja niiden tilamallit on dokumentoitu sekä tilamallit.m-tiedostossa että Luvussa 6.

Luvussa 2 käydään läpi PID-säätimen teoriaa ja sitä, kuinka säätimen eri osat muodostavat säädinkokonaisuuden. Kolmannessa Luvussa tarkastellaan 2DOF PID-säädintä, kerrotaan sen teoriasta ja esitellään 7 erilaista mallirakennetta säätimestä. Neljännessä Luvussa tarkastellaan säätimen viritystä, säätöpiirin suorituskykyä sekä annetaan esimerkki virityksestä ja verrataan saatuja tuloksia yhden vapausasteen säätimen vastaaviin tuloksiin. Luvussa 5 käydään läpi kaupallisten 2DOF PID-säätimien ominaisuuksia. Luvussa 6 esitellään liitteenä oleva moduulikokoelma sekä sen dokumentaatio. Lopuksi Luvussa 7 tarkastellaan yhteenvetona 2DOF-rakennetta sekä järjestelmän eroja tavanomaiseen 1DOF PID -säätimeen verrattuna.

2 PID-SÄÄTIMEN RAKENNE JA TOIMINTAPERIAATE

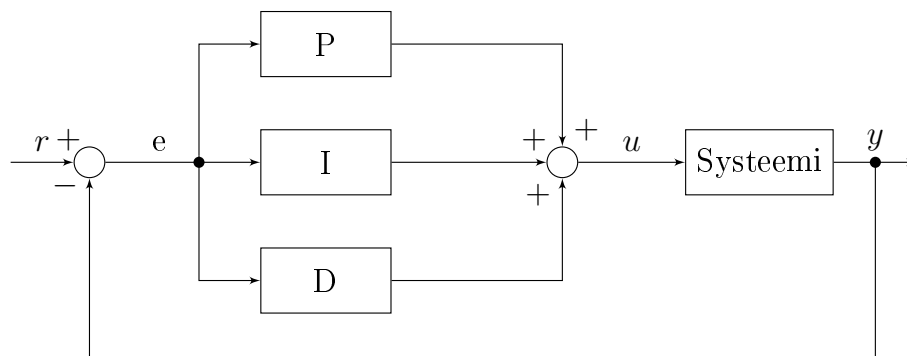
PID-säädin erilaisine variaatioineen on yksi yleisimmin käytetyistä säätimistä. Säätimen toiminta perustuu erosuureen eli asetusarvon ja prosessin ulostulosta saadun mitatun arvon eron poistamiseen ohjaamalla järjestelmää asetusarvon mukaiseen tilaan. Takaisinkytkentään perustuva säädin koostuu kolmen termin summasta. Kuvas-
sassa 2.1 on esitetty kyseinen säädin. Tässä Luvussa perehdytään PID-säätimen komponenttien ominaisuuksiin.

P-osa eli proportionaalisäädin tuottaa lineaarisen vahvistuksen erosuureesta. I-osa eli integraalisäädin integroi erosuuretta mahdollistaen tarkan säädön jopa epätarkalla mallilla. D-osa eli derivointisäädin tuottaa ohjauksen erosuureen derivaatasta parantaen säätimen suorituskykyä ennakoimalla hitaan järjestelmän dynamiikkaa ja oikein viritettynä vaimentamalla muuten oskilloivaa järjestelmää. Tästä myös tulee säätimen nimi PID.

Takaisinkytketyn säädön lähtökohtana on erosuure e , joka saadaan seuraavalla kaavalla

$$e = r - y_m, \quad (2.1)$$

jossa e on erosuure, r on asetusarvo ja y_m on ulostulon mittaus. Kaava (2.1) sisältää oletuksen mittausdynamiikan huomioimisesta, mutta toistaiseksi mittausdynamiikka jätetään huomioimatta, jolloin merkitään $y_m = y$, jossa y on järjestelmän ulostulo



Kuva 2.1 PID-säädin

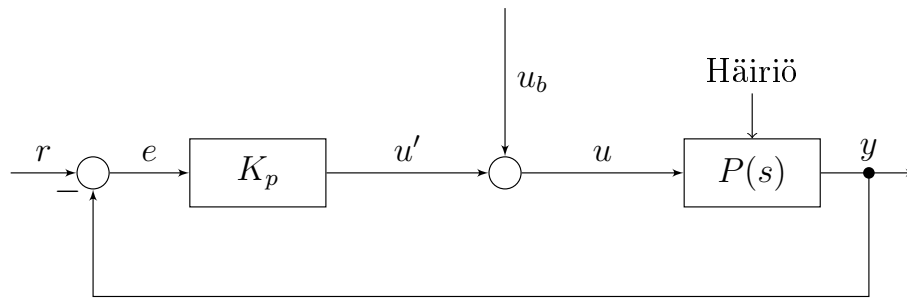
huomioimatta mittauksen epäideaalisuutta.

2.1 P-osa

P-säädin eli proportionaalisäädin muodostaa ohjauksen kertomalla erosuureen proportionaalivahvistuksella K_p

$$u(t) = K_p e(t) + u_b, \quad (2.2)$$

jossa u_b kuvaa vakio-ohjausta, joka tyypillisesti lisätään P-säätimeen kompensoimaan säätimen jatkuvuustilaan jäävää virhettä. Ilman vakio-ohjausta pystytään päättelemään ohjauksen lähenevän nollaa erosuureen lähentyessä nollaa, mistä seuraa säätövirhe, koska nollaohjauksella saavutetaan harvoin tarkkaa säätöä tasapainotilassa. Tätä virhettä voidaan arvioida tarkastelemalla takaisinkytkettyä järjestelmää.



Kuva 2.2 P-säädin

Kuvan 2.2 mukaisen säätimen siirtofunktio on K_p ja prosessin siirtofunktio on $P(s)$, jolloin siirtofunktioksi asetusarvosta ulostuloon $G_{ry}(s)$ saadaan

$$G_{yr}(s) = \frac{K_p P(s)}{1 + K_p P(s)}. \quad (2.3)$$

Yksikköaskelfunktiolle voidaan laskea tasapainotilassa virhe. Lopuarvoteoreeman

$$y(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s) \quad (2.4)$$

mukaan saadaan tasapainotilan virheeksi

$$1 - y(\infty) = 1 - G_{yr}(0) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \frac{1}{1 + K_p P(s)} = \frac{1}{1 + K_p P(0)} \quad (2.5)$$

jossa $P(0)$ voidaan kirjoittaa muotoon $P(0) = K$ prosessin ollessa ei-integroiva. Tässä K on prosessin DC-vahvistus. Koska askelfunktion Laplace-muunnos on $a \frac{1}{s}$, jossa

a on askeleen suuruus, riippuu virhe järjestelmän vahvistuksesta $K_p K$ ja askeleen suuruudesta. Vahvistusta lisäämällä virhe supistuu, mutta samalla säätöpiiristä tulee herkempi [8, s. 299]. Tätä jatkuvuustilan virhettä voidaan kompensoida hyvin suunnitellulla vakio-ohjauksella u_b , mutta vakio-ohjauksen valinta vaatii järjestelmän toiminta-alueen ja mallin tuntemista.

2.2 I-osa

Tyypillisesti juuri edellä esiin tulleen ongelman takia säädössä käytetään P-osan lisäksi I-osaa eli integroivaa säädintä jatkuvuustilan virheen poistamiseksi. Tämä mahdollistaa tarkan säädön muodostamalla ohjaukseen termin erosuuretta integroimalla. Integrointihaaran viritysparametrina on integrointiaika T_i , jonka käänteisluvulla kerrotaan I-haaran sisääntulo, jolloin ohjaukseksi saadaan

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(\tau) d\tau \right). \quad (2.6)$$

Integraattorin lisääminen P-osan rinnalle poistaa tarpeen erilliselle vakio-ohjaukselle, sillä integroitaessa erosuuretta muuttuu ohjaus tarkemmaksi, kunnes erosuure on lopulta 0. Integrointiaika vaikuttaa siihen, kuinka nopea vaste integraattorilla on. Pieni integrointiaika tekee integroinnista nopean, kun vastaavasti integrointiajan ollessa $T_i = \infty$ toimii säädin kuten pelkkä P-säädin. Toinen notatio I-osan vahvistukselle on yhdistää proportionaalivahvistus ja integrointiaika, jolloin merkitään

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}. \quad (2.7)$$

Kaavan (2.5) tapaan voidaan PI-säätimelle johtaa vastaava loppuarvon tarkastelu ja todeta virheen supistuvan pois, jolloin kaavan

$$1 - y(\infty) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + P(s)(K_p + \frac{K_p}{T_i s})} = 0 \quad (2.8)$$

mukaan saadaan tasapainotilan virheeksi 0. Kaavassa $C(s)$ on säätimen siirtofunktio.

Integraattori voi kuitenkin tuottaa ongelmia säätöpiirissä, jos ohjataan esimerkiksi toimilaitetta, joka voi satureitua. Tällöin ohjaus voi kasvaa suuremmaksi kuin toimilaite voi siihen reagoida. Esimerkkinä tästä ovat muun muassa venttiilit. Tätä kutsutaan windup-ilmiöksi, ja ilmiön ehkäisemiseksi on olemassa lukuisia ratkaisuja, mutta niitä ei käsitellä tässä työssä.

2.3 D-osa

D-osa, eli derivoiva säädin, tuottaa ohjauksen ennakoimalla derivaattaa hyödyn-tään tulevaa erosuuretta. D-osa parantaa takaisinkytketyn järjestelmän stabiiliutta [6, s. 69]. Tästä on hyötyä esimerkiksi hitaiden järjestelmien ohjauksessa, jolloin ohjauksen vaikutus mittaukseen on nähtävissä liian myöhään sen korjaamiseksi. Derivoivan säädön avulla tämä voidaan ottaa huomioon jo aikaisemmin. D-osan viri-tysparametri T_d kuvaa sitä, kuinka pitkän ajan eteenpäin säädin ennustaa tulevaa arvoa. Ohjaukseksi PD-säätimelle saadaan

$$u(t) = K_p \left(e(t) + T_d \frac{d}{dt} e(t) \right), \quad (2.9)$$

jossa D-osa on esitetty ideaalisena derivaattana. Käytännön syistä on kuitenkin pa-rempi käyttää approksimaatiota derivaatasta. Tähän johtuu siitä, että puhdasta de-rivointia ei voi toteuttaa millään fyysisellä laitteella. Derivaatan määritelmä vaatii raja-arvotarkastelua pisteen molemmin puolin, mikä ei luonnollisesti ole mahdol-lista reaaliaikaisessa ohjauksen laskennassa. Lisäksi puhdas derivaattori on epäaito systeemi ja näin epästabiili.

Sopivilla T_d :n arvoilla D-säädin vaimentaa järjestelmää. Liian suurilla arvoilla deri-vointi voi kuitenkin tehdä järjestelmästä oskilloivan. Myös D-osan vahvistus voidaan esittää kaavan (2.7) mukaisella merkintätavalla, jolloin vahvistukseksi K_d saadaan

$$K_d = T_d K_p. \quad (2.10)$$

Derivoiva säädin vaatii erityistä huomiota myös asetusarvon askelmaisten muutosten osalta. Oletettaessa derivoinnin olevan ideaalinen saadaan askelmaisen asetusarvon vasteeksi voimakas impulssi. Myös korkeataajuuksinen mittauskohina voi aiheuttaa derivoitaessa ongelmia. Esimerkiksi derivoitaessa sinimuotoista kohinaa $\sin(\omega t)$, jos-sa ω on kohinan kulmataajuus, saadaan D-osan ohjaukseksi

$$u_d(t) = K_p K_d \omega \cos(\omega t), \quad (2.11)$$

josta voidaan nähdä ohjauksen vahvistuvan kulmanopeuden kasvaessa [6, s. 76].

Edellä todettujen korkeataajuisien signaalien ja askelmaisten asetusarvomuutosten varalta derivoinnissa tulee käyttää suodinta. Suotimella saadaan derivaatta, joka vastaa alipäästösuotimella suodatettua signaalia. [8, s. 308]

Kaavassa

$$D(s) = \frac{s}{1 + T_f s} \quad (2.12)$$

olevan ensimmäisen kertaluokan suotimen aikavakio T_f valitaan tyypillisesti niin, että aikavakioksi saadaan $T_f = N/T_d$, jossa N on 2–20. Tämän suodinratkaisun aikavakiota T_f käytetään moduulikokoelmassa sen käänteislukuna merkinnällä k . Matalataajuisille signaaleille suodin tuottaa vahvistuksen, joka on noin $K_d s$, ja korkeataajuisille signaaleille vahvistuksen, joka on noin K_d/T_f . [8, s. 308] Derivoinnissa käytetyn suotimen virittämisen ongelmana on kuitenkin tämän vaiheen jättö, minkä takia olisi parempi ottaa suotimen virittäminen osaksi koko säätimen viritysparametrien suunnittelua. [4, s. 997]

Suodin voidaan toteuttaa myös toisen kertaluokan suotimena, jolloin derivointihaaran siirtofunktio on

$$D_2(s) = \frac{s}{1 + sT_f + (T_f s)^2/2}. \quad (2.13)$$

Toisen kertaluokan suodin parantaa derivointiosan suorituskykyä [4, s. 997] vaimentamalla suotimen ominaistajuuden ylittäviä kulmataajuuksia 1. kertaluvun suodinta voimakkaammin.

2.4 P- I- ja D-osat yhdessä

Aiemmissa aliluvuissa esitetty P- D- ja I-haarat yhdistettäessä saadaan PID-säädin. PID-säätimestä voidaan tarvittaessa tehdä PI- tai PD-säädin, sillä T_d ja T_i voidaan asettaa niin, että haluttu haara on pois käytöstä.

Kaava

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{d}{dt} e(t) \right) \quad (2.14)$$

sisältää kaikki edellä mainitut osat ja tästä on nähtävissä, kuinka säädin on P-, I- ja D-osien summa.

PID-säädin 2DOF-rakenteella sisältää tyypillisesti myös kaikki edellä esitellyt osat. Säätimen rakenne on tavanomaisessa PID-säätimessä yksinkertaisimmillaan. Tyypillisesti esimerkiksi kaupallisissa säätimissä on kuitenkin lisänä paljon muita ominaisuuksia kuten esimerkiksi Alaluvussa 2.2 mainittu integraattorin windup-ilmion torjunta.

3 2DOF PID -SÄÄDIN

Aiemmassa Luvussa käsiteltiin yleisesti PID-säätimen eri osien toimintaa. PID-säätimen toiminta on suhteellisen yksinkertainen, mistä on hyötyä säätimen toteutuksessa. Kuitenkin säätimen yksinkertaisuus johtaa viritettäessä rajoitteisiin, jotka voivat aiheuttaa ongelmia vaadittaessa hyvää servo- ja regulointisuorituskykyä. Tavanomaisen PID-säätimen toiminta perustuu pelkän erosuureen käsittelyyn. Monessa sovelluksessa tämä on riittänyt, sillä se mahdollistaa joko hyvän häiriövasteen, hyvän asetusarvovasteen tai kompromissin näiden väliltä.

Jos asetusarvoa ei tarvitse muuttaa usein, voidaan säädin viritellä niin, että saadaan hyvä häiriövaste. Tai käänteisesti, jos häiriöt eivät ole ongelma, voidaan säädin viritellä asetusarvovaste etusijalla. PID-säätimen asetusarvo- ja häiriövasteet ovat molemmat samojen parametrien vaikutuksen alaisia, joten vasteita muokatessa joudutaan tyytymään kuitenkin kompromissiratkaisuun [4, s. 995, 1005].

Nykyisin yhä useammassa sovelluksessa vaaditaan parempaa suorituskykyä molemmille sekä asetusarvo- että häiriövasteelle. Syynä tähän on muun muassa kasvanut robottien käyttö teollisuudessa, jolloin pelkkä regulointisuorituskyky ei riitä, vaan vaaditaan myös hyvää asetusarvovastetta. Tähän ongelmaan on esitetty ratkaisuksi PID-säädintä, jossa erosuureen sijaan ohjaus muodostetaan käsittelemällä erikseen asetusarvoa sekä prosessin ulostulon mittauksia.

2DOF PID -säädinten etuna on mahdollisuus viritellä erikseen vaste sekä asetusarvolle että häiriöille. Näin voidaan saavuttaa hyvä häiriönsietokyky sekä samalla pitää asetusarvovaste hyvänä ilman erillisiä asetusarvosuotimia tai rajoittimia.

3.1 2DOF PID -säätimen toteutus

PID-säätimelle voidaan toteuttaa 2DOF-rakenne lisäämällä tähän asetusarvosuodin, toteuttamalla säädin asetusarvopainotuksilla tai muuttamalla säätimen asetusarvon ja mittauksen vaikutusreittiä. Esimerkiksi säätimen derivointiosa voidaan siirtää paluuharaan, jolloin derivoidaan prosessin ulostuloa. Näin voidaan välttää voimakaat muutokset ohjauksessa, jotka aiheutuvat asetusarvon askelmaisesta muutok-

sesta. [4, s. 996] Vaihtoehtoisesti 2DOF PID -säädin on toteutettavissa lisäämällä suodin häiriölle, jos häiriö on mitattavissa [4, s. 994].

Asetusarvopainotteisen 2DOF PID -säätimen parametreilla α ja β voidaan muokata asetusrvon vaikutusta P- ja D-osiin, jolloin ohjaus u on

$$u(t) = K_p \left(\alpha r(t) - y(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{d}{dt} (\beta r(t) - y(t)) \right). \quad (3.1)$$

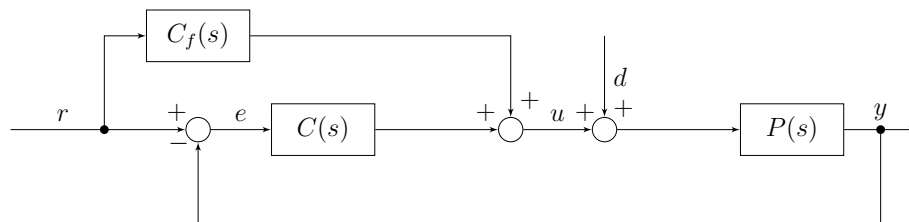
Esimerkiksi asetettaessa $\beta = 0$, $\alpha = 1$ saadaan asetusrvon vaikutus ohjaukseen vastaamaan 1DOF PI -säädintä.

Osana tätä kandidaatintyötä tehty moduulikokoelma sisältää 7 erilaista toteutusta 2DOF PID -säätimestä, jotka ovat esitelty seuraavissa aliluvuissa. Moduulit on toteutettu sekä Simulink-alkeislohkokaavioina että tilamalleina ja niiden toteutus sekä tilamallit esitellään Luvussa 6.

3.2 Asetusarvopainotetun 2DOF PID -säätimen erilaiset mallirakenteet

Tässä alaluvussa käydään läpi 5 erilaista toteutusta 2DOF PID -säätimestä, jossa kahden vapausasteen rakenne saavutetaan asetusrvopainotuksilla. Nämä toteutukset ovat kuitenkin vain erilaisia esitysmuotoja samasta säätimestä ja ovat keskenään vaihdettavissa. [4, s. 403] Kaikissa malleissa on sisääntulo asetusrvolle r ja mitaukselle y sekä ulostulona ohjaus u .

Nimitys sekä rakenne näille moduuleille on peräisin Arakin ja Taguchin artikkelista Two-Degrees-of-Freedom PID Controllers [3]. Kaikissa esiteltävistä säätimissä on sovellettu kaavan (2.12) mukaista alipäästösuotimesta johdettua derivointia, jota tullaan merkitsemään $D(s)$. Malleissa säädin on toteutettu muokkaamalla tavallisen PID-säätimen rakennetta lisäämällä siihen suodin tai vaikuttamalla muuten asetusrvoon P- ja D-osissa, joissa asetusrvon kerroin on tyypillisesti $(1 - \alpha)$ P-osalle ja $(1 - \beta)$ D-osalle.



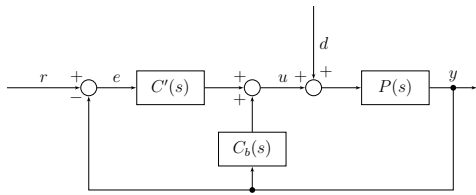
Kuva 3.1 Feedforward 2DOF PID

Kuvassa 3.1 esitetään feedforward-tyypin säädin. Tässä mallissa 2DOF-rakenne saadaan lisäämällä myötäkytkentä asetusarvosta. Asetusarvopainotuksilla voidaan muokata P- ja D-osan vastetta asetusarvomuutoksiin säätimessä $C_f(s)$, jonka siirtofunktio on

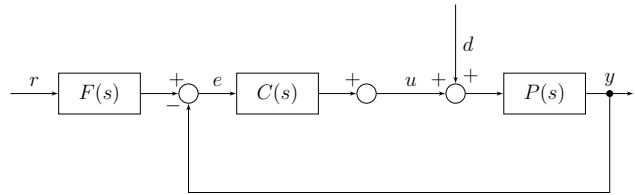
$$C_f(s) = -K_p(\alpha + \beta T_d D(s)). \quad (3.2)$$

Moduulin varsinainen säädin $C(s)$ vastaa kaavaa (2.14), josta derivointiosa on korvattu kaavan (2.12) suotimella, jolloin säätimen $C(s)$ siirtofunktio on

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d D(s) \right). \quad (3.3)$$



Kuva 3.2 Feedback 2DOF PID



Kuva 3.3 Set-point filter 2DOF PID

Kuvassa 3.2 esitetään feedback-tyypin säädin. Tässä erilainen vaikutusreitti asetusarvolle ja mittaukselle saadaan hyödyntämällä takaisinkytkentää mittauksesta. Säätimen siirtofunktiot ovat

$$C_b(s) = K_p(\alpha + \beta T_d D(s)) \quad (3.4)$$

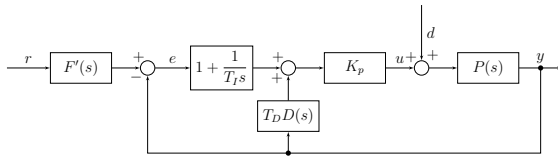
ja

$$C'(s) = K_p \left((1 - \alpha) + \frac{1}{T_i s} + (1 - \beta) \right). \quad (3.5)$$

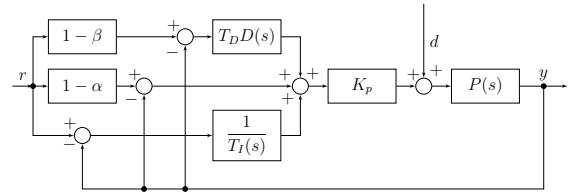
Kuvassa 3.3 on asetusarvosuotimella toteutettu set-point filter -tyypin ratkaisu, jossa suotimen siirtofunktio on

$$F(s) = \frac{1 + (1 - \alpha)T_i s + (1 - \beta)T_i T_d s D(s)}{1 + T_i + T_i T_d s D(s)}. \quad (3.6)$$

Tässä säätimen siirtofunktio on kaavan (3.3) mukainen.



Kuva 3.4 Filter and preceded-derivative 2DOF PID



Kuva 3.5 Component separate 2DOF PID

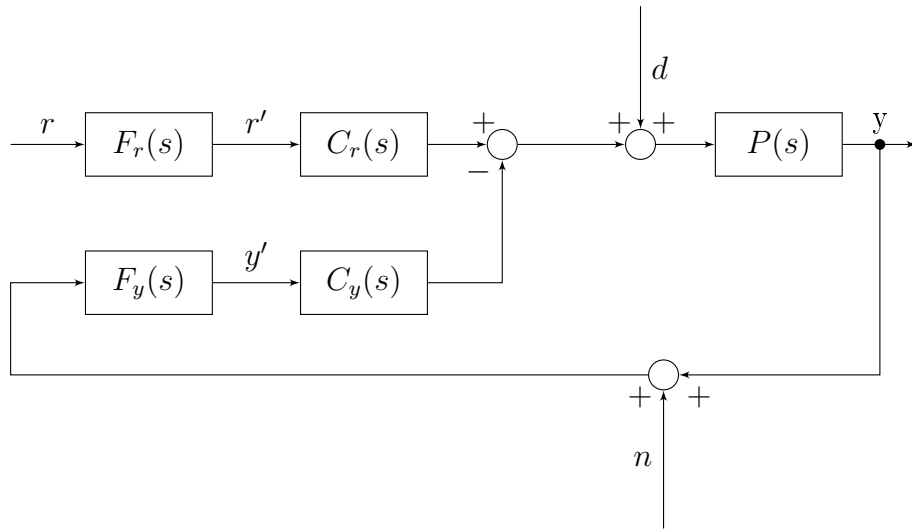
Kuvassa 3.4 esitetään filter and preceded-derivative -tyypin säädin. Tämä muodostuu asetusarvosuotimesta sekä mittauksesta takaisinkytketystä derivointilohkosta. Suotimen $F'(s)$ siirtofunktio on

$$F'(s) = \frac{1 + (1 - \alpha)T_i s + (1 - \beta)T_i T_d s D(s)}{1 + T_i} \quad (3.7)$$

Viimeisenä rakenteena kuvassa 3.5 esitetään component separate -tyypin säädin. Tässä jokainen osa on omassa haarassaan ja ennen erosuureen muodostamista asetusarvolle annetaan P- ja D-osien haaroissa omat painotukset.

3.3 2DOF PID -säädin asetusarvo- ja mittaussuotimella

Víctor Alfaro ja Ramon Vilanova esittivät artikkelissaan PID-säätimen asetusarvo- ja mittaussuotimella (eng. Two Input Filter PID, PID_{2IF}), jossa sekä asetusarvo että mittaussignaali suodatetaan ennen säädintä. Näin erilaiset kulkureitit asetusarvolle sekä häiriölle tulee suodinnrakenteiden eroista. [1]



Kuva 3.6 PID-säädin kahdella sisääntulon suotimella

Kuvassa 3.6 esitellään PID-säädin kahdella sisääntulolla ja suotimella. Tässä suotimen F_r siirtofunktio on

$$F_r(s) = \frac{\sigma T_r s + 1}{(T_r s + 1)^2}, \quad (3.8)$$

jossa T_r on suotimen aikavakio ja σ on erillinen viritysparametri. Suotimen F_y siirtofunktio saadaan kaavasta

$$F_y(s) = \frac{1}{T_f s + 1}, \quad (3.9)$$

jossa T_f on suotimen aikavakio.

Kaavan (3.8) suodin poistaa askelmaiset asetusarvomuutokset. Näin ohjaimen ulostuloon ei synny voimakkaita muutoksia asetusarvoa muuttaessa. [2, 1] Mittaussyöte F_y on esitetty ensimmäisen kertaluokan mukaisena. Kuten Alaluvussa 2.3 todettiin, tulisi säätimessä käyttää toisen kertaluokan suodinta, jos säätimessä käytetään derivointia. Toisen kertaluokan suotimella siirtofunktio vastaavasti on

$$F_y = \frac{1}{1 + T_f s + (T_f s)^2 / 2}. \quad (3.10)$$

Suotimien aikavakion suunnittelussa tulisi aikavakio pitää huomattavasti pinempänä kuin T_i ja T_d , ettei suotimen vaihejätö vaikuttaisi säätöpiiriin [4, s. 997]. Kuitenkin esimerkiksi säädintä virittäessä käytettäessä napojen asettelua voidaan PI-säätimen nolla kumota ensimmäisen kertaluvun suotimella asettamalla aikavakio $T_f = T_i$ [4, s. 995]. Jatkuva-aikaisessa säädössä suotimen aikavakiolla ei ole alarajaa, mutta ylärajaksi PI- ja PID -säätimelle suositellaan

$$T_f \leq T_i, \text{ tai} \quad (3.11)$$

$$T_f \leq \left| \frac{1}{2T_d} + \sqrt{\frac{1}{4T_d^2} - \frac{1}{T_i T_d}} \right|^{-1}, \quad (3.12)$$

joista ensimmäinen on PI-säätimelle ja jälkimmäinen PID-säätimelle. [5, s. 4996]

Säätimien siirtofunktiot ovat

$$C_r(s) = K_p + \frac{T_i}{s} + \gamma T_d s \quad (3.13)$$

ja

$$C_y(s) = K_p + \frac{T_i}{s} + T_d s. \quad (3.14)$$

Kaavassa (3.13) oleva γ on derivoinnin valitsin, joka voi saada arvoksi joko 0 tai 1. Tyypillisesti valitaan $\gamma = 0$, jolloin derivointi ei aiheuta voimakasta ohjausmuutosta askelmaisessa asetusarvon muutoksessa. Tällöin kaava (3.13) supistuu muotoon

$$C_r(s) = K_p + \frac{T_i}{s}. \quad (3.15)$$

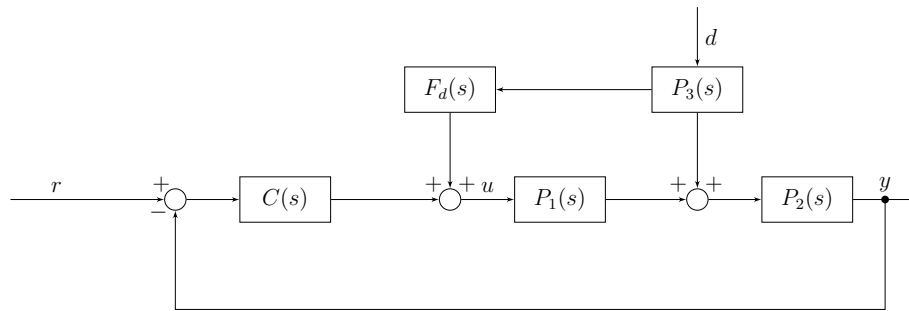
PID_{2IF}-säätimellä asetusarvon askelmainen muutos ei tuota välittömästi vaikutusta ohjaukseen, vaan ohjaus muuttuu pehmeästi suotimen takia. Tämä on tärkeä ominaisuus muun muassa teollisten prosessien ohjauksessa, jossa voimakkaat ohjausmuutokset voivat aiheuttaa toimilaitteen liiallista kulumista tai ongelmia jär-

jestelmän muissa prosesseissa. [1, s. 18288] Valitsemalla $\alpha = 0$ ja $\beta = 0$ voidaan tätä mukailla myös asetusarvopainotuksellisella säätimellä. Ongelmana on kuitenkin, että järjestelmän 2DOF-rakenne ei ole tällöin enää käytettävissä. [2, s. 18]

Voidaan todeta, että $\text{PID}_{2\text{IF}}$ -säätimelle on tyypillistä rauhallisempi vaste asetusarvo-muutoksiin. $\text{PID}_{2\text{IF}}$ -säädin vaimentaa lisäksi tehokkaasti mittaussignaalia feedback-suotimen ansiosta. Kuten Alaluvussa 2.3 todettiin, on säätimen suunnittelussa otettava suodin huomioon. Saman huomion esittivät myös Alfaro ja Vilanova [1, s. 18288].

3.4 2DOF PID -säädin häiriösuotimella

PID-säätimen 2DOF-rakenne voidaan toteuttaa myös mittaamalla prosessiin vaikuttavaa häiriötä ja kompensoimalla sen vaikutusta suotimen avulla. Tämä menetelmä vaatii häiriön mittausta ja riittävää tietoa häiriön vaikutuksen dynamiikasta prosessiin.



Kuva 3.7 PID-säädin häiriön myötäkytkenällä

Kuvassa 3.7 nähdään, kuinka häiriölle on oletettu oma vaikutuksensa prosessin P_3 kautta. Säätimenä voidaan käyttää tavanomaista PID-säädintä ja toinen vapausaste saadaan suotimen avulla.

Suodin pyritään suunnittelemaan niin, että häiriön vaikutukset järjestelmään saadaan kumottua. Ideaalinen häiriösuodin toteuttaisi yhtälön

$$P_3 d + P_1 F_d d = 0, \quad (3.16)$$

josta voidaan johtaa ratkaista F_d . Suotimen siirtofunktioksi saadaan

$$F_d = \frac{-P_3}{P_1}, \quad (3.17)$$

jolloin häiriön vaikutus kumoutuisi täysin. Kaavan 3.17 toteutus ei kuitenkaan ole mahdollinen, vaan voi johtaa epäaitoon tai ennustavaan malliin, jota ei voida toteuttaa [4, s. 999].

Häiriökompensaattorille on esitetty ratkaisua, jossa ensin määritetään suotimen vahvistus avoimen järjestelmän askelkokeilla häiriöstä ulostuloon. Tämän jälkeen toteutetaan suodin lead-lag -rakenteella. [4]

Hägglundin artikkelissa [4] oletetaan järjestelmän siirtofunktioiden olevan muotoa

$$P_1 = \frac{K_1 e^{-sL_1}}{1 + sT_1}, \quad P_2 = \frac{K_2 e^{-sL_2}}{1 + sT_2}, \quad P_3 = \frac{K_3 e^{-sL_3}}{1 + sT_3}. \quad (3.18)$$

Tällöin kaavan (3.17) mukaan saadaan suotimen siirtofunktioksi

$$F_d = \frac{K_3}{K_1} \frac{1 + sT_1}{1 + sT_3} e^{-s(L_3 - L_1)}, \quad (3.19)$$

jossa K , T ja L ovat prosessikohtaisia parametreja. Ongelmaksi muodostuu suotimen toteuttaminen, jos $L_1 > L_3$, mikä tarkoittaisiin ei-kausaalista siirtofunktiota. Yleinen ratkaisu ei-kausaalisen siirtofunktion välttämiseksi on viiveiden jättäminen pois [4, s. 1000], jolloin siirtofunktioksi tulee

$$F_d = \frac{P_3}{P_1} = \frac{K_3}{K_1} \frac{1 + sT_1}{1 + sT_3}. \quad (3.20)$$

Esimerkkinä järjestelmälle, jonka siirtofunktiot ovat

$$P_1 = \frac{e^{-2s}}{1 + 2s}, \quad P_2 = \frac{1}{1 + s} \quad \text{ja} \quad P_3 = \frac{e^{-s}}{1 + s}, \quad (3.21)$$

saadaan kaavasta (3.20) suodin, jonka siirtofunktio on

$$F_d = \frac{1 + 2s}{1 + s}. \quad (3.22)$$

Säädin käsittelee siis asetusarvoa ja mittauksia samalla tavalla, mutta luo toisen vapausasteen suunnitteluun korjaamalla ohjausta häiriösuotimen avulla. Säätimeen on mahdollista lisätä esimerkiksi Alaluvussa 3.3 esiteltyt asetusarvo- ja mittaussuotimet.

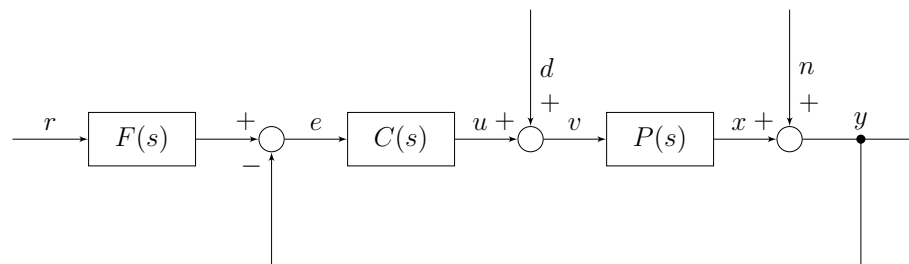
4 2DOF PID -SÄÄTIMEN VIRITYS

Takaisinkytkettyjen järjestelmien haittapuolena voidaan mainita takaisinkytkennän heikentävä vaikutus järjestelmän stabiiliuteen huonosti viritettynä. Epästabiiliudella tässä yhteydessä voidaan tarkoittaa erosuureen hallitsematonta kasvua. Stabiiliudella kuvataankin, kuinka järjestelmä pystyy palautumaan transienttilasta esimerkiksi ohjausmuutoksen tai perturbaation, kuten esimerkiksi kuormitushäiriön, seurauksena. Lisäksi prosessimallin muutokset tai epätarkkuus ovat keskeisessä roolissa säädintä suunniteltaessa [7, s. 118]. Säätimen virityksellä on suuri merkitys järjestelmän stabiiliuteen.

2DOF PID -säätimen viritys poikkeaa jonkin verran tavanomaisen PID-säätimen virityksestä erillisten viritysparametrien seurauksena. Kuten tavanomaisenkin säätimen virittämiseen on myös 2DOF PID -säätimen virittämiseen useita erilaisia tapoja. Alaluvussa 4.1 käydään läpi säätimen suorituskyvyn tarkastelua 6 oleellisen siirtofunktion avulla. Alaluvussa 4.2 esitellään asetusarvopainotteisen säätimen kaksivaiheinen viritys, ja viritysmenetelmällä saatuja tuloksia tarkastellaan Alaluvussa 4.3

4.1 Säättöpiirin gang of 6 -funktiot

Tässä Alaluvussa käydään läpi kuusi oleellista siirtofunktiota, jotka vaikuttavat säättöpiirin stabiiliuteen. Kuvassa 4.1 on esitetty set-point filter -tyypin säädintä vastaava rakenne. Tässä säätimen muodostaa lohkot F ja C . Säätimen sisääntuloina on mitattu prosessin ulostulo y sekä asetusarvo r . Prosessin sisääntuloiksi oletetaan oh-



Kuva 4.1 Takaisinkytketty järjestelmä 2 vapausasteella

jauksen u ja häiriön d summa v . Häiriöllä voi olla muitakin vaikutusreittejä, kuten Alaluvussa 3.4 oletettiin, mutta tässä Alaluvussa on oletettu häiriön vaikuttavan vain prosessin sisääntulon kautta.

Järjestelmässä on kolme ulkoista sisääntuloa. Lisäksi järjestelmän ulostulo x , ulostulon mittausta y ja säätimen ohjaus u ovat kiinnostavia signaaleita säätöpiirin suorituskykyä arvioitaessa. [7, s. 97] Näihin signaaleihin voidaan muodostaa sisääntulojen Laplace-muunnoksista erilliset funktiot, jotka summaamalla saadaan kyseinen signaali. Näin saadaan ryhmä siirtofunktioita

$$\begin{aligned} X &= \frac{PCF}{1+PC}R - \frac{PC}{1+PC}N + \frac{P}{1+PC}D \\ U &= \frac{CF}{1+PC}R - \frac{C}{1+PC}N - \frac{PC}{1+PC}D \\ Y &= \frac{PCF}{1+PC}R + \frac{1}{1+PC}N + \frac{P}{1+PC}D, \end{aligned} \quad (4.1)$$

josta on nähtävissä, kuinka edellä mainitut signaalit muodostuvat.

Tarkasteltaessa saatuja siirtofunktioita voidaan huomata, että osa näistä on samoja. Näin jäljelle jää lopulta 6 siirtofunktiota eli niin kutsuttu *gang of six*, jotka kuvaavat järjestelmän käyttäytymistä.

Taulukko 4.1 *Gang of six*

	R	N	D
X	$\frac{PCF}{1+PC}$	$\frac{-PC}{1+PC}$	$\frac{P}{1+PC}$
U	$\frac{CF}{1+PC}$	$\frac{-C}{1+PC}$	$\frac{-PC}{1+PC}$
Y	$\frac{PCF}{1+PC}$	$\frac{1}{1+PC}$	$\frac{P}{1+PC}$

Taulukossa 4.1 on korostettu järjestelmää kuvaavat 6 sisääntulojen funktiota. Ensimmäisen vaakarivin funktiot kuvaavat sisääntulojen vaikutusta järjestelmän ulostuloon, toisella rivillä funktiot kuvaavat sisääntulojen vaikutusta ohjaukseen ja kolmannella vaakarivillä sisääntulojen vaikutusta järjestelmän ulostulon mittaukseen. Sisääntulot ovat omilla sarakkeillaan. Taulukossa jo esiintyneet funktiot ovat harmaalla. Näistä funktioista voidaan huomata, että ensimmäisen sarakkeen funktiot supistuvat vastaamaan jo esitettyjä funktioita, kun $F = 1$. Tällöin jäljelle jää vain 4 erillistä sisääntulojen funktiota. Tämä havainnollistaa, kuinka 2 vapausteen järjestelmässä asetusarvovaste voidaan suunnitella eroamaan häiriövasteesta. Järjes-

telmälle voidaan ensin suunnitella haluttu häiriövaste säätimellä $C(s)$ kiinnittäen huomiota järjestelmän mahdollisiin häiriöihin sekä robustiuteen ja tämän jälkeen asetusarvovaste suotimella F [7, s. 100].

Tyypillisesti säätöpiirin suorituskyvystä puhuttaessa tarkastellaan järjestelmän askelvastetta asetusarvosta prosessin ulostuloon. Järjestelmän kokonaisvaltaiseen kuvaamiseen vaaditaan kuitenkin kaikkia kuutta funktiota, jos kyseessä on 2 vapausasteen järjestelmä. [7, s. 98] Funktioiden avulla voidaan tarkastella esimerkiksi eri vaikutusreittien askel- ja taajuusvastetta. Tämän jälkeen $F(s)$ voidaan suunnitella niin, että asetusarvovaste saadaan vastaamaan vaatimuksia. Lisäksi usein kiinnostuksen kohteena on myös ohjauksen suuruus, jolle voi olla muun muassa toimilaitteiden asettamia rajoituksia.

4.2 Säätimen kaksivaiheinen viritys

Araki ja Taguchi esittävät artikkelissaan [3] kaksivaiheisen vitysmenetelmän. Menetelmän ensimmäisessä vaiheessa viritetään häiriövaste halutuksi parametrien K_i , K_p ja K_d avulla. Seuraavassa vaiheessa viritetään vastaavasti asetusarvovaste 2DOF-parametrien α ja β avulla. Tarkasteltaessa järjestelmää käytetään seuraavaa prosessimallia

$$P(s) = \frac{1}{1+s} e^{-0,2s}. \quad (4.2)$$

Virityksessä käytetään apuna aikapainotteista virheen neliön integraalia, joka saadaan kaavalla

$$J[\lambda, p; H(s)] = \int_0^\infty \left| \lambda(\omega) \left\{ \frac{d^p H(s)}{ds^p} \right\}_{s=j\omega} \right|^2 d\omega. \quad (4.3)$$

Kaavassa (4.3) kuvataan aikapainotteista virheen neliön integraalia (eng. squared time-weighted integral error), joka on yleisesti käytettynä kirjallisuudessa PID-säädintä virittäessä [3, s. 408]. Tässä $H(s)$ kuvaa yksikköaskelfunktion tuottamaa vastetta joko häiriöstä säätimen ulostuloon $G_{xd}(s)^{\frac{1}{s}}$ tai asetusarvosta erosuureeseen $G_{er}(s)^{\frac{1}{s}}$. Edellä mainitut kaksi siirtofunktiota ovat myös osa 6 siirtofunktion (*gang of six*) joukkoa, jotka kuvaavat säätöpiirin suorituskykyä. Termi $\lambda(s)$ tuo mukaan aikapainotuksen, jonka avulla voidaan vähentää korkeampien taajuuksien vahvistusta säätöpiirissä. Kokeellisesti saatujen tulosten perusteella arvoilla $\lambda(\omega) = \omega^{1/4}$, $p = 2$ saavutetaan alle 20% ylitys ja vähintään yhtä hyvä asettumisaika kuin CHR-menetelmällä (Chien-Hrones-Reswick). [3, s. 408]

Edellä esitettyä virheen neliön integraalia voidaan käyttää säätimen virittämiseen etsimällä parametrit K_p , K_i ja T_d niin, että minimoidaan kaavan (4.3) tulos. Ensimmäisessä vaiheessa sijoitetaan $H(s)$:n tilalle $G_{ed}(s)/s$, jossa siirtofunktio G_{ed} saadaan kaavalla

$$G_{ed}(s) = -G_{yd}(s). \quad (4.4)$$

Toisessa vaiheessa minimoidaan integraali 4.3 sijoittamalla $G_{er}(s)/s$, joka saadaan kaavalla

$$G_{er}(s) = 1 - G_{yr}(s). \quad (4.5)$$

Tässä vaiheessa etsitään viritysparametreille α ja β arvot, joilla virheen neliön integraali saadaan minimoitua. Näiden vaiheiden tuloksena saadaan säätimelle viritysparametrit, jotka täyttävät edellä esitetyt tehokkuusominaisuudet.

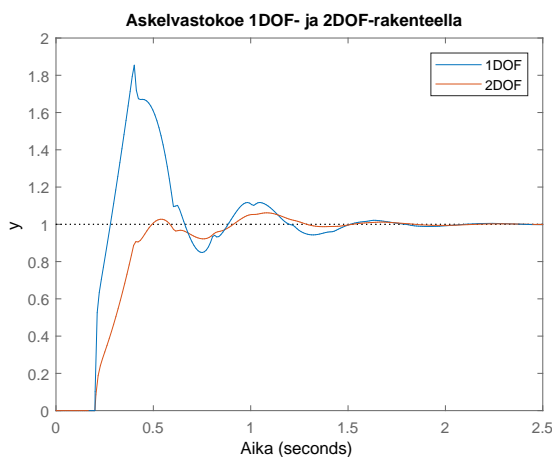
4.3 Tulosten esittely ja vertailu

Prosessille (4.2) saadaan Alaluvussa 4.2 esitellyllä vitysmenetelmällä tulokseksi taulukon 4.2 mukaiset optimiparametrit. Optimiparametreilla nousuajaksi saadaan

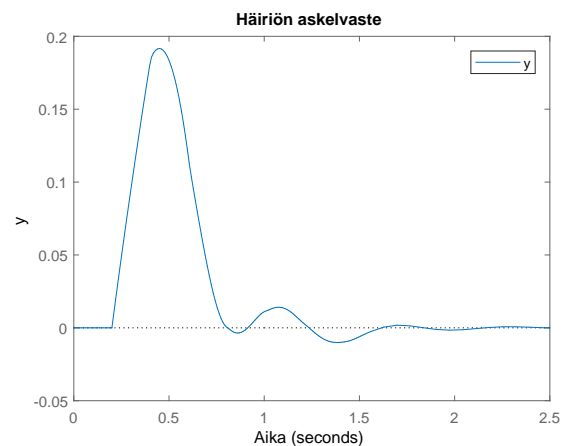
Taulukko 4.2 Optimiparametrit

α	β	K_p	K_i	K_d
0,61	0,64	6,32	0,40	0,08

0,26s, asetusajaksi 1,22 ja ylitykseksi 4,9%. Askelvastekoe on nähtävissä kuvassa 4.2. Järjestelmän vaste askelmaiselle kuormitushäiriölle on esitetty kuvassa 4.3.



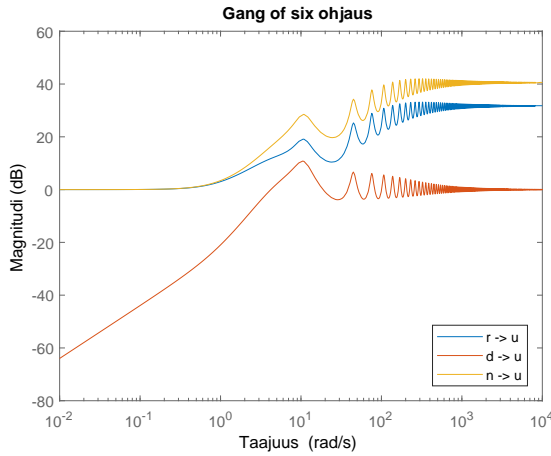
Kuva 4.2 Askelvastekoe asetusarvosta prosessille (4.2) optimiparametreilla



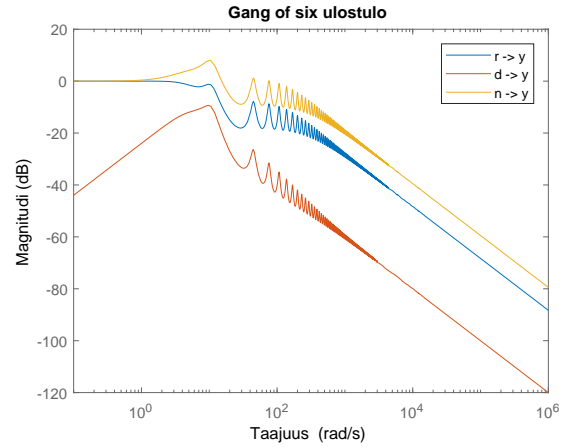
Kuva 4.3 Askelvastekoe kuormitushäiriöstä prosessille (4.2) optimiparametreilla

Esimerkissä ei ole vielä tarkasteltu *gang of six* -siirtofunktioiden vasteita. Nämä olisi

hyvä tarkistaa myös lopputuloksen varmistamiseksi, vaikka askelvastekokeesta saataisiin vaatimusten mukainen suorituskky. Kuvissa 4.4 ja 4.5 on esitettyä *gang of*



Kuva 4.4 Järjestelmän vahvistus sisään-tuloista ohjaukseen



Kuva 4.5 Järjestelmän vahvistus sisään-tuloista ulostuloon

six -siirtofunktioiden vahvistukset eri taajuuksilla. Erityisesti voidaan huomata korkeataajuisen mittauskohinan kohtalainen vahvistus ohjaukseen. Tämä voi tuottaa ongelmia, jos mittauksessa esiintyy kohinaa. Tarvittaessa ongelmaa voidaan korjata sopivan suotimen avulla. Kuvasta 4.5 voidaan kuitenkin havaita, että prosessi itsessään vaimentaa korkeataajuisia signaaleja, mutta mittauskohinan vahvistus jää silti varsin korkeaksi.

Verratessa kuvan 4.2 askelvasteita sekä 2DOF- että 1DOF-rakenteella voidaan havaita, että optimihäiriövasteelle mitoitettut parametrit tuottavat 1DOF-säätimen tapauksessa huomattavasti suuremman ylityksen ja asettumisajan asetusarvon askelmaisessa muutoksessa. Häiriövaste molemmilla järjestelmillä on identtinen, mikä voidaan todeta jo tarkastelemalla taulukosta 4.1 häiriön vaikutusta ulostuloon. Kuvassa varsinkin 1DOF PID-säätimellä järjestelmän epävakaata ulostuloa johtuu järjestelmässä olevasta 0,2 s viiveestä. Samoin kuvissa 4.4 ja 4.5 ilmenevä taajuusvasteen jaksollisuus korkeilla taajuuksilla johtuu järjestelmän viiveestä.

5 MARKKINOILLA OLEVAT 2DOF PID-SÄÄTIMET

2DOF PID -säätimen ominaisuuksien hyödyntämiseksi täytyy pystyä tunnistamaan kaupalliset säätimet, joissa on kyseinen rakenne. Tässä Luvussa perehdytään erilaisiin ratkaisuihin, joita kaupallisissa säätimissä on käytetty. Lisää säätimiä löytyy V.M. Alfaron ja R. Vilanovan kirjan *Model-Reference Robust Tuning of PID Controllers* [2] luvusta 11.1. Tässä Luvussa esitellyt säätimet on esitetty kirjan tietojen pohjalta. On syytä huomioda, että vaikka kirja on vuodelta 2016, voivat säätimet olla tätä vanhempia.

Kaupallisia säätimiä 2DOF-rakenteella löytyy runsaasti markkinoilta. Monien valmistajien säätimissä on kuitenkin niiden datalehdissä varsin vähän tietoa itse mallista, mikä todennäköisesti johtuu valmistajien halusta pitää omat ratkaisunsa salassa. Tästä syystä myös tässä kandidaatintyössä markkinoilla olevista säätimistä puhutaan vain lyhyesti.

Tässä Luvussa käydään läpi muutamia DCS (distributed control system) ja PLC (programmable logic controller) säätimiä 2DOF-rakenteella. On huomattava, että parametrien ja säädinten nimeäminen on varsin valmistajakohtaista, josta seuraa hieman poikkeava termistö.

5.1 ABB PID01

PID01 on ABB:n Extended Automation System 800xA -järjestelmän osa takaisinkytkettyyn prosessin ohjaukseen. ABB:n säädin käyttää skaalattua erosuuretta, joka saadaan kaavasta

$$Dev = (MV - WSP) \left(\frac{OUT_{max} - OUT_{min}}{MV_{max} - MV_{min}} \right). \quad (5.1)$$

Säätimen siirtofunktio on tällöin

$$U = Gain(\beta WSP - MV + \frac{1}{sT_i} Dev + \frac{sT_d}{1 + sT_F} Dev). \quad (5.2)$$

Kaavoissa WSP on asetusarvo, MV mittaus ja T_f derivointisuotimen aikavakio. Säätimen derivointi voidaan kytkeä tarvittaessa pois asetusarvohaarasta. Derivoinnille ei ole kuitenkaan asetusarvopainotusta.

5.2 Muita kaupallisia säätimiä

Säätimet, jotka kirjassa esitellään, toteuttavat pääasiassa luvun 3.2 mallirakenteen lisäten tähän omia toteutuksiaan. Kaupallisia säätimiä on koottu taulukkoon 5.1.

Taulukko 5.1 Kaupallisia säätimiä 2DOF-rakenteella

Säädin	PID01	Delta V	S.2PID	LabVIEW Advanced PID	Basic PID block 011
valmistaja	ABB	Emerson Process Manage- ment	Mitsubishi Electric	National Instru- ments	OMRON
rakenne	Asetusarvopainotteinen				
2DOF paramet- rit	β	α, β	α_m, β_m	β, γ	α, β
Derivointi	1. kertaluvun suodin				
Suodin asetusar- volle		1. krtl.		1. krtl.	
Suodin mittauk- selle		1. krtl.			

Taulukosta voidaan huomata, että kaikissa näissä säätimissä on 2DOF-rakenne toteutettu asetusarvopainotuksilla. Osassa säätimistä ei ole mahdollisuutta säätää kuin P-osan painotusta jolloin säädin derivoi vain mittausta.

Osassa säätimistä on myös mahdollista valita erikseen toiminta myös 1DOF-rakenteella. Esimerkiksi Emerson Process Managementin Delta V -säädin toimii sekä 1DOF- että 2DOF-tilassa. 2DOF-tilassa Delta V:n rakenne vastaa luvun 3.2 asetusarvopainotettua säädintä. Säätimien asettaminen 1DOF-tilaan pitäisi olla kuitenkin mahdollista muissakin säätimissä valitsemalla viritysparametrien α ja β arvoiksi 0. Lisäksi säätimeen on mahdollista lisätä 1. kertaluvun suodin mittaukseen ja asetusarvosuodin painotuksilla.

6 MODUULIKOKOELMA

Luvussa 3 esitetyistä 2DOF PID -säätimen 7 rakenteesta toteutettiin tätä työtä tehdessä alkeislohkokaaviomallit MATLABin Simulink-ympäristössä. Jokainen rakenne on tallennettuna erilliseen tiedostoon. Mallit ovat kukin pienennettynä omaksi osajärjestelmäksi (eng. subsystem). Mallin selkeyden takia myös derivoinnissa käytetty kaavan (2.12) mukainen suodin on omana osajärjestelmänään.

Moduulit esitetään tässä dokumentoituina kuvina sekä tilamalleina. Jokaisen matriisin alla on, mikä tilamallin

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{6.1}$$

matriisi on kyseessä (A, B, C vai D). Taulukkoon 6.1 on koottu moduulien vaatimat parametrit sekä selitykset niille. Lisäksi kuvassa 6.1 esitetään moduuleissa pienennettynä oleva derivointilohko.

Taulukko 6.1 Moduulien parametrit

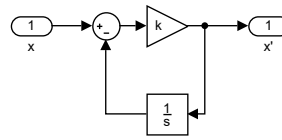
Parametri	Symboli	Kuvaus
a	α	P-osan painotus
b	β	D-osan painotus
Kp	K_p	Proportionaalivahvistus
Ti	T_I	Integrointiaika
Td	T_D	Derivointiaika
k	k	Derivointisuotimen aikavakion käänteisluku
Ki	K_i	I-osan vahvistus
Kd	K_d	D-osan vahvistus
Tr	T_r	Asetusarvosuotimen aikavakio
Ty	T_y	Mittaussuotimen aikavakio
sigma	σ	Asetusarvosuotimen viritysparametri
K1	K_1	Prosessin 1 vahvistus
K3	K_3	Prosessin 3 vahvistus
T1	T_1	Prosessin 1 aikavakio
T3	T_3	Prosessin 3 aikavakio

6.1 Feedforward 2DOF PID

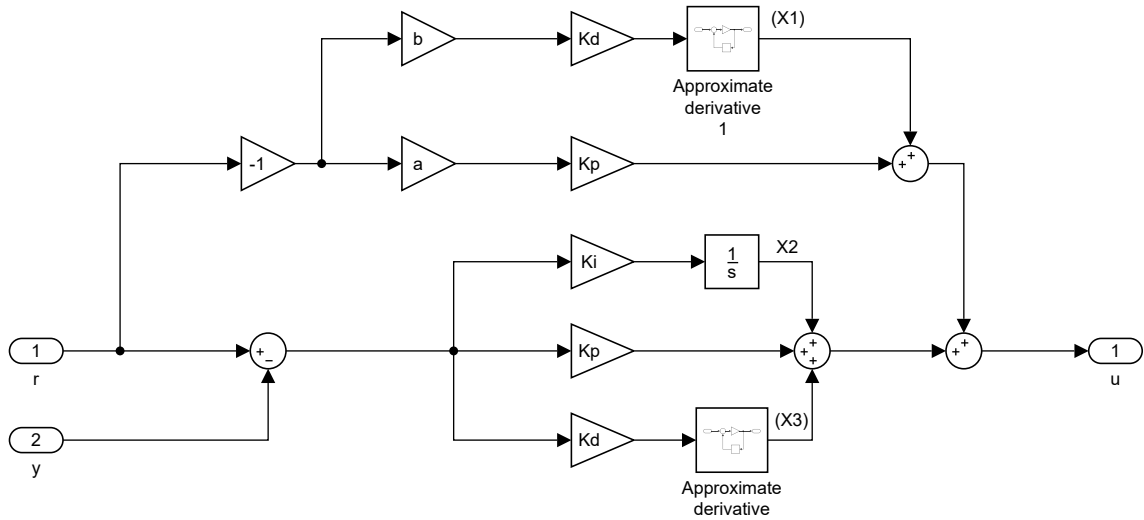
$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k \end{bmatrix}_A \mathbf{x} + \begin{bmatrix} -\beta K_d k & 0 \\ K_i & -K_i \\ K_d k & K_d k \end{bmatrix}_B \mathbf{u}$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} -k & 1 & -k \end{bmatrix}_C \mathbf{x} + \begin{bmatrix} (1-\beta)K_d k & -K_d k - K_p \\ +(1-\alpha)K_p & \end{bmatrix}_D \mathbf{u}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$



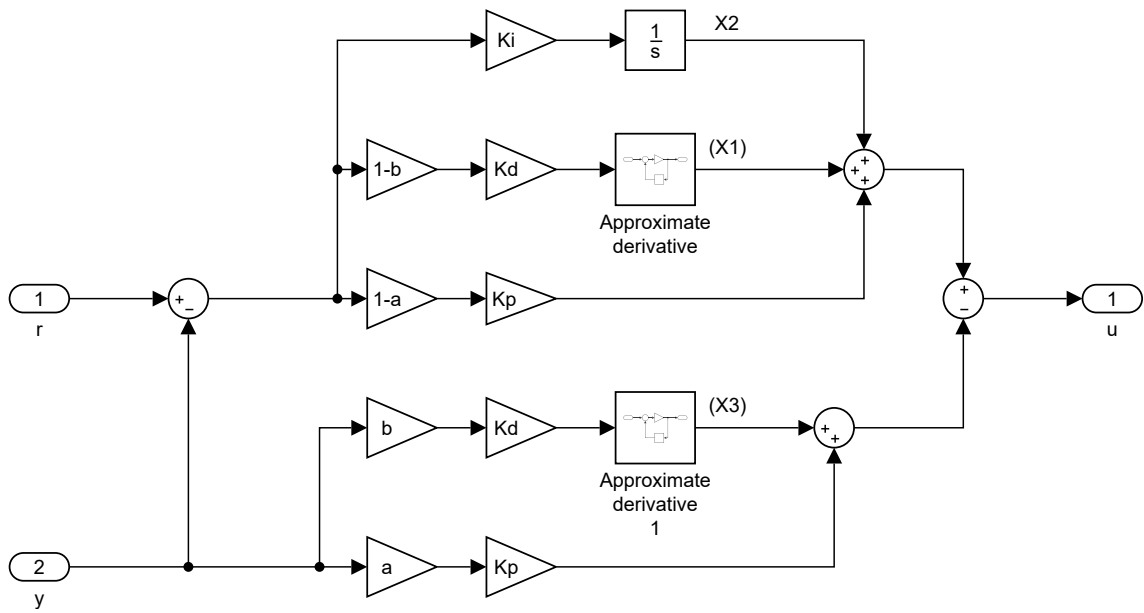
Kuva 6.1 Alkeislohkokaavio: derivointilohko



Kuva 6.2 Alkeislohkokaavio: feedforward 2DOF PID

6.2 Feedback 2DOF PID

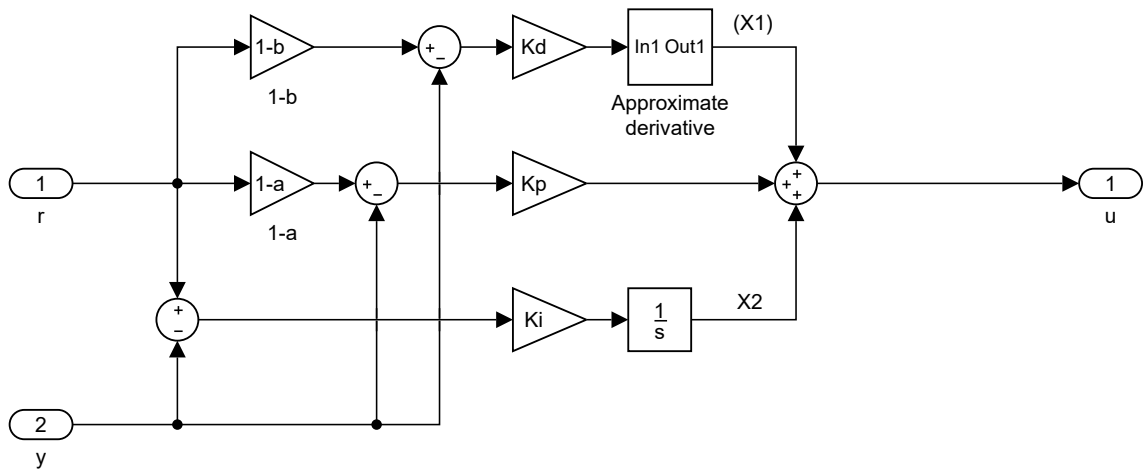
$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} -k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k \end{bmatrix}_A \mathbf{x} + \begin{bmatrix} (1-\beta)K_d k & -(1-\beta)K_d k \\ K_i & -K_i \\ 0 & \beta K_d k \end{bmatrix}_B \mathbf{u} \\
 \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} -k & 1 & k \end{bmatrix}_C \mathbf{x} + \begin{bmatrix} (1-\beta)K_d k & -K_d k - K_p \\ +(1-\alpha)K_p & \end{bmatrix}_D \mathbf{u} \\
 \mathbf{u} &= \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.3}$$



Kuva 6.3 Alkeislohkokaavio: feedback 2DOF PID

6.3 Component-separate 2DOF PID

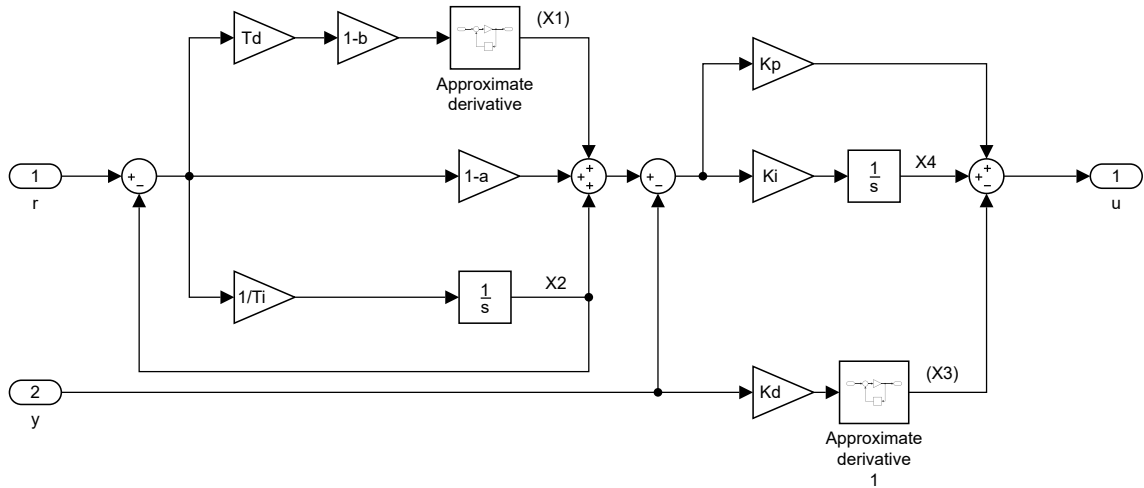
$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} -k & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_A \mathbf{x} + \begin{bmatrix} (1-\beta)K_d k & -K_d k \\ K_i & -K_i \end{bmatrix}_B \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} -k & 1 \end{bmatrix}_C \mathbf{x} + \begin{bmatrix} (1-\beta)K_d k & -K_d k - K_p \\ +(1-\alpha)K_p & \end{bmatrix}_D \mathbf{u} \quad (6.4) \\ \mathbf{u} &= \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \end{bmatrix}\end{aligned}$$



Kuva 6.4 Alkeislohkokaavio: component-separate 2DOF PID

6.4 Filter and preceede-derivate 2DOF PID

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} -k & -(1-\beta)T_d k & 0 & 0 \\ 0 & -1/T_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k & 0 \\ -kK_i & (a - (1-\beta)T_d k)K_i & 0 & 0 \end{bmatrix}_A \mathbf{x} \\
&+ \begin{bmatrix} (1-\beta)T_d k & 0 \\ 1/T_i & 0 \\ 0 & K_d k \\ ((1-\beta)T_d k + 1 - a)K_i & -K_i \end{bmatrix}_B \mathbf{u} \\
\mathbf{y} &= \begin{bmatrix} -k * K_p & -((1-\beta)T_d k - a)K_p & k & 1 \end{bmatrix}_C \mathbf{x} \\
&+ \begin{bmatrix} ((1-\beta)T_d k + 1 - a)K_p & -K_d k - K_p \end{bmatrix}_D \mathbf{u} \\
\mathbf{u} &= \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \\ X4 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6.5}$$



Kuva 6.5 Alkeislohkokaavio: filter and preceeded-derivative 2DOF PID

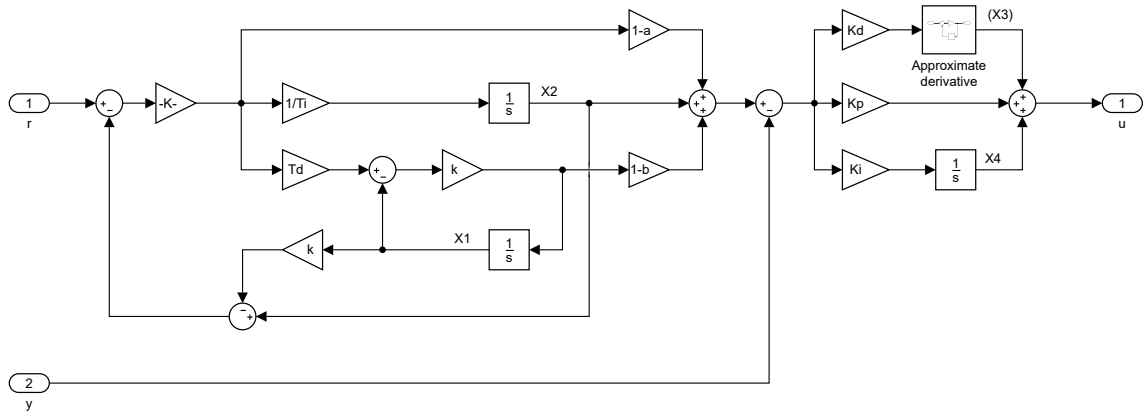
6.5 Set-point filter 2DOF PID

Set-point filter -tyyppin säätimen tilamallin sisältämien monimutkaisten yhtälöiden takia on taulukossa 6.2 esitetty pisimmät yhtälöt ja annettu niitä vastaavat merkin-
nät, joilla kyseinen yhtälö ilmaistaan kussakin matriisissa.

Taulukko 6.2 Tilamallissa käytetyt parametrit

Merkintä	Kaava
D_g	$= 1 - \left(\frac{kT_d}{1+kT_d} \right)$
A_{13}	$= ((kD_gT_dk - k)(1 - \beta) + kD_g(1 - \alpha))K_dk$
A_{23}	$= (1 - D_g((1 - \alpha) + T_dk(1 - \beta)))K_dk$
A_{14}	$= ((kD_gT_dk - k)(1 - \beta) + kD_g(1 - \alpha))K_i$
A_{24}	$= (1 - D_g((1 - \alpha) + T_dk(1 - \beta)))K_i$
B_{13}	$= D_g((1 - \alpha) + T_dk(1 - \beta))K_dk$
B_{14}	$= D_g((1 - \alpha) + T_dk(1 - \beta))K_i$
C_1	$= ((kD_gT_dk - k)(1 - \beta) + kD_g(1 - \alpha))(K_p + K_dk)$
C_2	$= (1 - D_g((1 - \alpha) + T_dk(1 - \beta)))(K_p + K_dk)$
D_1	$= D_g((1 - \alpha) + T_dk(1 - \beta))(K_p + K_dk)$

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} kD_gT_dk - k & -D_gT_dk & 0 & 0 \\ kD_g/T_i & -D_g/T_i & 0 & 0 \\ A_{13} & A_{23} & -k & 0 \\ A_{14} & A_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}_A \mathbf{x} + \begin{bmatrix} D_gT_dk & 0 \\ D_g/T_i & 0 \\ B_{13} & -K_dk \\ B_{14} & -K_i \end{bmatrix}_B \mathbf{u} \\
 \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} C_1 & C_2 & -k & 1 \end{bmatrix}_C \mathbf{x} + \begin{bmatrix} D_1 & -K_dk - K_p \end{bmatrix}_D \mathbf{u} \\
 \mathbf{u} &= \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \\ X4 \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{6.6}$$



Kuva 6.6 Alkeislohkokaavio: set-point filter 2DOF PID

7 YHTEENVETO

PID-säätimen ominaisuudet muuttuvat merkittävästi toteutettaessa säädin 2DOF-rakenteella. Alaluvussa 4.2 häiriöoptimin säätimen asetusarvovaste saatiin huomattavasti paremmaksi 2DOF-rakenteella. Tavanomaisella PID-säätimellä voidaan tyytyä joko hyvään asetusarvovasteeseen, häiriövasteeseen tai kompromissiin näiden väliltä.

Tässä kandidaatintyössä toteutettiin moduulikokoelma MATLAB:n Simulink-ympäristössä. Työhön kuuluva moduulikokoelma sisältää 7 erilaista toteutusta 2DOF PID-säätimistä. Nämä on esitelty taulukossa 7.1.

Taulukko 7.1 Toteutettu moduulikokoelma

Säädintyyppi	2DOF rakenteen toteutus
Feedforward Feedback Component-separate Filter and preceeded-derivative Set-point filter	asetusarvopainot
2 input filter	erilaiset suotimet asetusarvolle ja mittaukselle
Disturbance filter	häiriön mittaus ja kompensointi

Keskustelu kahden vapausasteen säätimistä on lisääntynyt viimeisten vuosikymmenten aikana. Työssä lähteenä käytetyt kaikki kolme artikkelia ovat 2000-luvulta. Kahden vapausasteen säätimellä saavutetaan suorituskyky, joka oikein viritettynä täyttää vaatimukset hyvästä asetusarvovasteesta sekä häiriövasteesta. Näin esimerkiksi erilaiset robotiikan kohteet ovat paremmin säädettävissä käytettäessä PID-säädintä 2DOF-rakenteella.

On kuitenkin huomattava, että paremman suorituskyvyn saavuttaminen vaatii säätimen virityksessä enemmän työtä monimutkaisemman rakenteen takia. Samoin säätimen toteutus on monimutkaisempi, kun tyypillisesti PID-säätimen etuna on ollut juuri säätimen yksinkertaisuus. Asetusarvo- ja häiriövaste eivät ole 2DOF PID-säätimellä täysin vapaasti muokattavissa. Virittäessä voidaan säädintyyppistä riippuen muokata asetusarvovastetta suotimen tai asetusarvopaonotusten avulla eroamaan häiriövasteesta.

LÄHTEET

- [1] V. M. Alfaro and R. Vilanova, *Performance and Robustness Considerations for Tuning of Proportional Integral/Proportional Integral Derivative Controllers with Two Input Filters*. Industrial and Engineering Chemistry Research, American Chemical Society, 2013, pp. 18287–18302.
- [2] —, *Model-Reference Robust Tuning of PID Controllers*. Springer International Publishing, 2016, 192 p.
- [3] M. Araki and H. Taguchi, *Two-Degree-of-Freedom PID Controllers*. International Journal of Control, Automation, and Systems Vol. 1, No. 4, December 2003, 2003, pp. 401–411.
- [4] T. Hägglund, *A unified discussion on signal filtering in PID control*. Control Engineering Practice, Elsevier, 2013, pp. 994–1006.
- [5] P.-O. Larsson and T. Hägglund, *Control Signal Constraints and Filter Order Selection for PI and PID Controllers*. Proceedings of the 2011 American Control Conference, IEEE, 2011, pp. 4994–4999.
- [6] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID controllers : [theory, design and tuning]*. Research Triangle Park : Instrument Society of America, 2005, 343 p.
- [7] —, *Advanced PID control*. Research Triangle Park : ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006, 460 p.
- [8] K. J. Åström and R. M. Murray, *Feedback Systems : an introduction for scientists and engineers*. Princeton University Press, 2008, 408 p.